

Diseño de un Amplificador de Alta Eficiencia Clase-E @ 2GHz

Roberto Peña , José Ángel García

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones

Universidad de Cantabria

e-mail: penya@ono.com

e-mail: joseangel.garcia@unican.es

M. Chaibi , N. A. Touhami

Facultad de Ciencias

Universidad de Tetuán

Abstract- Class-E power amplifiers have 100% theoretical efficiency, due to switched-mode operation. This concept has traditionally been applied to VHF and UHF frequency ranges. In this paper we propose its application to microwave frequencies, designing and characterizing a class-E power amplifier at 2 GHz based on a HEMT solid state device and microstrip technology.

I. INTRODUCCIÓN

La evolución y el gran desarrollo experimentado en los últimos años por los sistemas de comunicaciones inalámbricos y las comunicaciones móviles hacen que la reducción de costes manteniendo una alta calidad se convierta en una cuestión de gran relevancia en el diseño de estas tecnologías.

La maximización de la eficiencia en el uso de la energía suministrada al sistema es una magnífica solución en este aspecto, ya que nos proporciona un considerable ahorro en la energía de alimentación a la vez que reduce la disipación de la potencia en forma de calor, evitando la consiguiente degradación de los componentes y alargando el tiempo de vida útil de los mismos.

La clave para la maximización de la eficiencia en el manejo de la potencia de un enlace de comunicaciones reside en el amplificador de potencia del transmisor, ya que utiliza la mayor parte de la potencia media disponible del sistema.

Veámoslo, por ejemplo, en un caso típico de comunicaciones por satélite [1], en el que el amplificador de cabecera tiene un nivel de potencia de salida del orden de 40W. Para suministrar este nivel de señal a la antena el amplificador consume en promedio el 75% de la potencia total disponible. Si dicho amplificador trabaja con una eficiencia aproximada del 30%, entonces, el 52,5% de la potencia total del sistema se pierde transformándose en calor en el propio amplificador.

En diversos estudios se ha abordado el reto de conseguir transmisores de alta eficiencia de muy distintas formas. El trabajo aquí presentado se centra en el diseño de amplificadores de alta eficiencia clase-E, tomando como base otros estudios recientes realizados en este campo [2] [3], donde se consigue incrementar la eficiencia media de los amplificadores de potencia entre un 30% y un 50%. Esta mejora puede resultar de vital importancia en sistemas en los

que la autonomía de las baterías sea un factor limitante, como sistemas de comunicaciones celulares o vía satélite, en los que representa un notable aumento del tiempo de vida útil de las baterías, que se multiplica por un factor 1.7, mientras que las pérdidas térmicas de potencia pasan a ser 2.3 veces menores.

II. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DEL AMPLIFICADOR CONMUTADO CLASE-E

El amplificador de potencia clase-E funciona con un solo transistor en modo conmutado y un circuito sintonizado a la salida que filtra los armónicos no deseados generados en el proceso de amplificación no lineal (Ver Fig. 1).

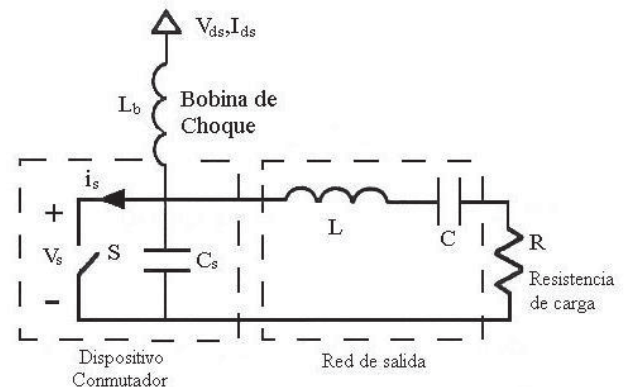


Fig. 1. Topología del circuito de alta eficiencia clase-E original [4].

Para efectuar un análisis simplificado del circuito clase-E original, es necesario realizar ciertas suposiciones que se describen a continuación [5]. La primera será tomar un *duty cycle* del 50%, dado que este valor genera un funcionamiento óptimo del circuito. También se asume que el dispositivo conmutador tiene una resistencia en estado ON nula, e infinita en estado OFF. El condensador C_s consiste únicamente en la capacidad parásita de salida del transistor, la cual se considerará lineal, a pesar de que en la práctica es a menudo no lineal y puede variar en función del voltaje aplicado. Por último, la corriente que circula a través de la carga será idealmente sinusoidal a la frecuencia fundamental de trabajo f_s . Estas suposiciones simplifican el análisis básico del circuito clase-E notablemente y permiten describir su funcionamiento con ecuaciones manejables [5].

A. Modo conmutado

El funcionamiento de un amplificador en modo conmutado se basa en intentar impedir que la corriente I_{ds} y la tensión V_{ds} sean distintas de cero simultáneamente, para que la potencia disipada sea nula en todo momento.

$$P_{disipada} = I_{ds} * V_{ds} = 0 \quad (1)$$

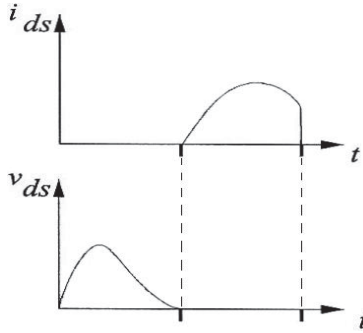


Fig. 2. Formas de onda ideales de tensión y corriente en el dominio del tiempo.

El transistor se comportaría bajo estas condiciones como un interruptor, que conmuta entre los estado ON y OFF.

Este comportamiento se consigue polarizando el dispositivo en un punto cercano al corte y aplicando a la entrada una señal de gran amplitud.

Además, para garantizar un modo de operación clase-E es necesario asegurar que el condensador C_s permanezca descargado en los cambios de estado del conmutador, de ON a OFF y viceversa, y procurar transiciones suaves en la forma de onda de la señal.

$$v_s(0) = 0 \quad (2)$$

$$v_s\left(\frac{T_s}{2}\right) = 0 \quad (3)$$

$$\frac{\partial v_s}{\partial t}\left(\frac{T_s}{2}\right) = 0 \quad (4)$$

B. Condiciones de impedancia de carga

La clave para obtener un amplificador de alta eficiencia de prestaciones óptimas en modo de operación clase-E se encuentra en el diseño de la red de salida.

Es fundamental que la impedancia de carga vista por el dispositivo conmutador a la salida sea igual a Z_{net1} a la frecuencia de trabajo f_s [2].

$$Z_{net1} \cong \frac{0.28015}{\omega_s C_s} e^{j49.0524^\circ} \quad (5)$$

Además, se deben asegurar condiciones de alta impedancia para todos los armónicos superiores generados en el proceso de amplificación no lineal, de modo que, idealmente, se obtenga a la salida una señal sinusoidal pura a la frecuencia fundamental f_s .

$$Z_{netN} = \infty, \quad (N=2,3,\dots) \quad (6)$$

III. DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR CLASE-E A 2GHZ

En este apartado se describen los pasos más relevantes del proceso de diseño seguido para la realización de un amplificador clase-E en el rango de las microondas. El diseño realizado está basado en el transistor HJ FET NE3210S01 de NEC sobre sustrato GML1000. El amplificador está estructurado en tres bloques principales: la red de entrada, el dispositivo conmutador y la red de salida. A continuación se presenta un análisis independiente de cada uno de estos bloques.

A. Dispositivo conmutador

Como ya se ha comentado, el transistor se comporta como un interruptor, haciendo que la tensión sea nula en estado ON (cerrado) e impidiendo el paso de la corriente en estado OFF (abierto).

Por desgracia, el modelo de simulación de este elemento es un modelo discontinuo, que no está diseñado para trabajar en modo conmutado, por lo que es posible que la predicción del comportamiento de este elemento en las transiciones de pinch-off a saturación y viceversa no sea todo lo buena que cabría desear [6].

Las características específicas del transistor HJ FET NE3210S01 de NEC (impedancias del dispositivo, $C_s \approx C_{ds}$ y resistencia en estado ON) determinan la elección del resto de componentes del circuito, así como las limitaciones de funcionamiento del amplificador.

Una de las más importantes de estas limitaciones es la frecuencia máxima en la que el sistema puede trabajar manteniendo una garantía de funcionamiento clase-E. El cálculo aproximado de dicha frecuencia máxima se puede realizar de forma sencilla una vez conocidos los parámetros del transistor y el punto de polarización utilizado [2], en nuestro caso: $I_{m\acute{a}x}=40mA$, $C_s \approx C_{ds}=0.12pF$ y $V_{ds}=3V$

$$f_{max} \cong \frac{I_{max}}{56.5C_s V_{ds}} = 1.967 \cong 2GHz \quad (7)$$

El trabajar por encima de esta frecuencia máxima no significa necesariamente que el funcionamiento como clase-E ya no sea posible. Existe una región de funcionamiento denominado pseudo clase-E que puede ser interesante para trabajar a frecuencias superiores a cambio de un ligero descenso de la eficiencia obtenida [7].

B. Red de salida

Para cumplir con las condiciones de impedancia de carga establecidas, y dado el bajo factor de calidad de los elementos discretos disponibles a estas frecuencias, se diseña una red de salida con líneas de transmisión que consiga presentar una impedancia Z_{net1} a f_s y condiciones de circuito abierto a los armónicos superiores. Para ello se propone una topología de red que utiliza varios *stubs* para forzar cada una de estas condiciones. En la práctica, se ha demostrado que la influencia de los armónicos de orden más elevado puede ser despreciada sin que ello represente un detrimento significativo del comportamiento del amplificador [2].

En este caso, se presenta una red de salida con tres *stubs* como la que se muestra en la Fig. 3.

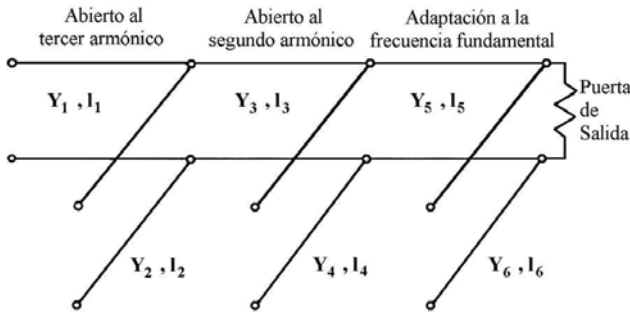


Fig. 3. Red de salida que proporciona adaptación de impedancias a la frecuencia de trabajo y presenta condiciones de circuito abierto para el segundo y tercer armónicos.

En esta estructura cada *stub* consigue que la red presente la impedancia adecuada a cada frecuencia. Así, la longitud eléctrica de la línea l_2 será de 30° @ 2GHz, o lo que es lo mismo, 90° @ 6GHz, con lo que el abierto del extremo de l_2 se convierte en un cortocircuito en el punto de unión con l_1 , independientemente del resto de la red. Si además se establece que la longitud de l_1 sea también de 30° @ 2GHz, dicho cortocircuito se transforma en un abierto a la entrada de la red para la frecuencia de 6GHz, con lo que se consigue filtrar el tercer armónico. De forma análoga, se fijan longitudes de 45° @ 2GHz para l_4 y $l_1 + l_3$, rechazando también el segundo armónico. Finalmente, las líneas l_5 y l_6 se ajustan para conseguir una impedancia de Z_{net1} @ 2GHz.

Tomando estas medidas como valores iniciales para las líneas de la red de salida, se realizan numerosas simulaciones con el fin de optimizar los valores de impedancia presentados en cada frecuencia.

Una vez efectuados los ajustes necesarios y verificado su correcto funcionamiento, se procede a la realización de una simulación electromagnética, que tendrá en cuenta efectos importantes anteriormente no considerados, y por tanto más exacta y precisa que las realizadas hasta ahora, que se basaban en modelos individuales de tramos de líneas y componentes discretos. La diferencia entre ambas simulaciones es significativa, como se muestra en la Fig. 4.

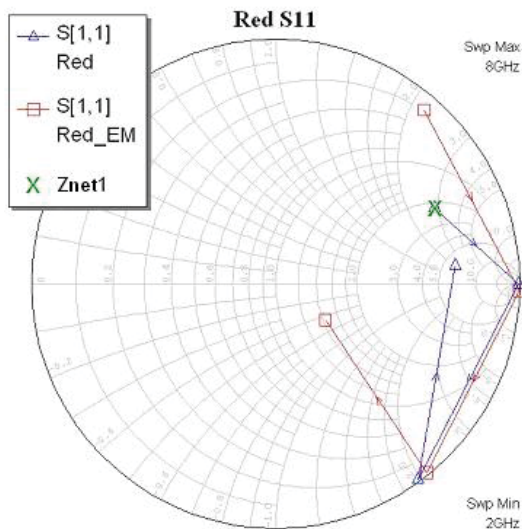


Fig. 4. Comparativa del comportamiento en frecuencia de la red de salida con simulación circuital (Red) y con simulación electromagnética (Red_EM).

Así pues, teniendo en cuenta estas diferencias, así como las posteriores limitaciones físicas existentes a la hora de fabricar el circuito, todas las dimensiones de las líneas que componen la red de salida se ajustan hasta obtener un resultado óptimo en las simulaciones electromagnéticas, siendo finalmente:

$W1=0.15mm$	$W2=2.52mm$	$W3=0.62mm$
$L1=9.20mm$	$L2=10.19mm$	$L3=5.67mm$
$W4=3.42mm$	$W5=3.27mm$	$W6=0.25mm$
$L4=10.45mm$	$L5=9.73mm$	$L6=25.56mm$

C. Red de entrada

Teniendo en cuenta que el circuito equivalente del transistor utilizado presenta una impedancia de entrada de marcado carácter capacitivo, existe una importante desadaptación entre este dispositivo y la impedancia de referencia de 50Ω .

La misión de la red de entrada es la de adaptar estas impedancias en la medida de lo posible para evitar la reflexión de la señal a la entrada del circuito.

En nuestro caso se obtiene una solución sencilla y práctica colocando a la entrada una inductancia en serie de 10nH, que proporciona una adaptación en esta puerta mejor que -10dB.

IV. CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR DISEÑADO

A. Simulación

Los resultados obtenidos en la simulación final del amplificador completo son bastante interesantes. Se consigue obtener una eficiencia de potencia añadida (PAE) que supera el 74%, alcanzando una ganancia de 11 dB y una potencia de salida de 14 dBm, como se puede observar en la Fig. 5.

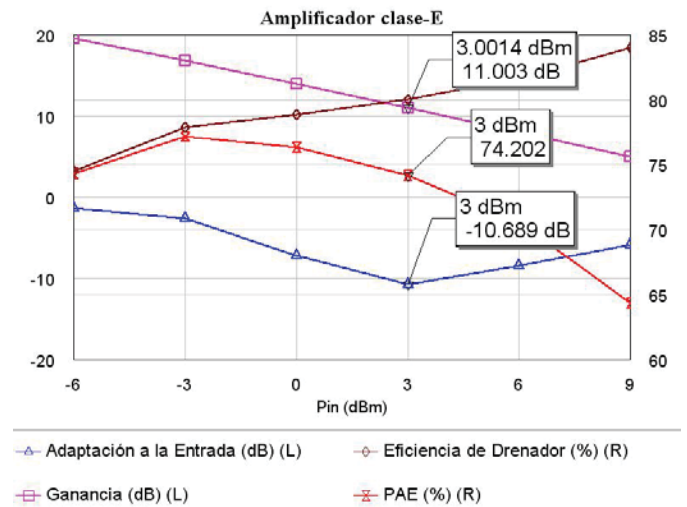


Fig. 5. Ganancia, eficiencia de drenador, eficiencia de potencia añadida (PAE) y adaptación a la entrada del amplificador completo en función de la potencia de entrada.

B. Medidas experimentales

Una vez realizada la implementación del amplificador se procede a caracterizarlo experimentalmente mediante numerosas series de medidas tomadas sobre el circuito físicamente construido (Ver Fig. 6).

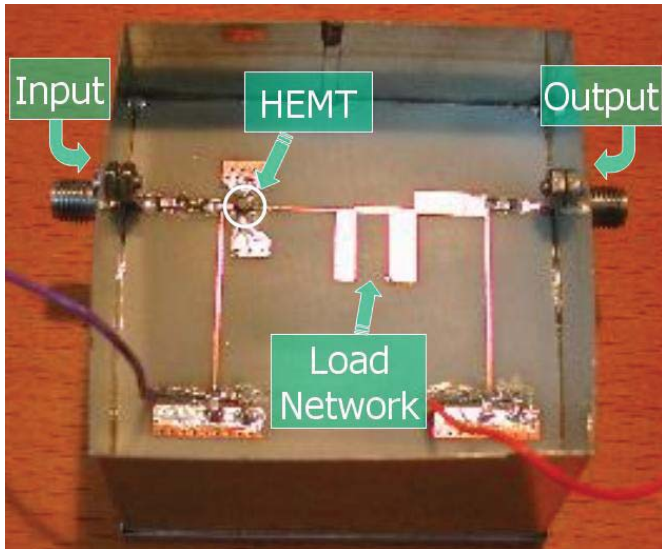


Fig. 6. Fotografía del circuito amplificador clase-E construido en el laboratorio.

Para poder examinar su comportamiento bajo distintas condiciones de trabajo se realiza un triple barrido en V_{ds} (1.5V, 2.25V, 3V), V_{gs} (-0.75V, -0.65V, -0.55V) y P_{in} ($P_{sat} - 1dB$, ..., $P_{sat} - 11dB$).

Con esto se comprueba que el amplificador puede funcionar correctamente en diferentes puntos de trabajo, variando su polarización y nivel de potencia a la entrada. En general, no se puede asegurar que ninguna zona de trabajo sea óptima. La conveniencia de trabajar en una zona determinada u otra dependerá de los aspectos a los que se den prioridad en cada aplicación concreta. Esto da lugar a diferentes puntos de interés.

Si se busca una zona de trabajo donde la eficiencia prime sobre todos los demás aspectos, sin duda se debe polarizar el dispositivo con $V_{ds}=1.5V$ y $V_{gs}=-0.65V$ (Ver Fig. 7).

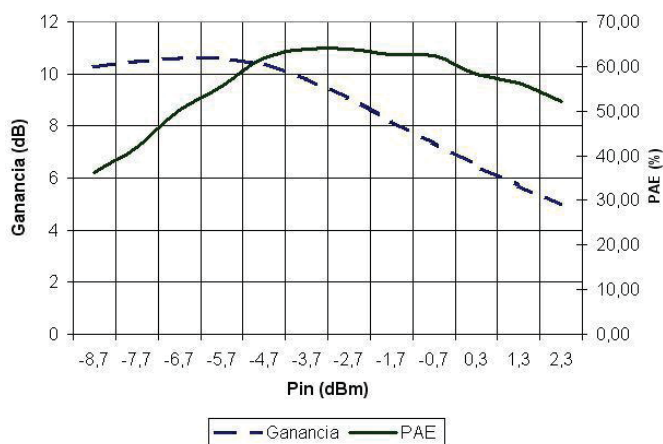


Fig. 7. Medidas de ganancia y eficiencia de potencia añadida del amplificador polarizado con $V_{ds}=1.5V$ y $V_{gs}=-0.65V$.

En estas condiciones se consiguen valores de PAE cercanos al 64%, manteniendo una ganancia en torno a los 10 dB y con una potencia de salida de unos 6 dBm.

También se pueden utilizar otros puntos de polarización para obtener valores más elevados de ganancia o potencia de salida, a costa del sacrificio de parte de la eficiencia.

A la vista de los resultados obtenidos en las medidas experimentales, el amplificador clase-E propuesto en este estudio demuestra unas prestaciones muy interesantes, y si bien la PAE pronosticada por las simulaciones fue del 74%, el 64% obtenido en la práctica es un buen resultado para un amplificador a la frecuencia de 2GHz.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se planteó la utilización de amplificadores de alta eficiencia clase-E en el rango de las microondas. Se propuso un diseño de esta clase de amplificadores trabajando a una frecuencia de 2GHz, y se consiguió obtener de forma experimental una eficiencia de potencia añadida del 64%. Este estudio puede servir como base de otros muchos desarrollos más complejos en los que la necesidad de una alta eficiencia juegue un papel destacado.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo está parcialmente subvencionado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (MCyT) a través de TIC 2002-04084-C03-03 y HP2002-0074. También es fruto de la colaboración entre instituciones europeas en el marco de la NoE TARGET. Además, J. A. García transmite su agradecimiento al programa Ramón y Cajal del MCyT.

REFERENCIAS

- [1] Garry D. Gordon and Walter L. Morgan, "Principles of Communications Satellites", Wiley, New York, 1993
- [2] Thomas B. Mader, "Quasi-Optical Class-E Power Amplifiers", Ph.D. Dissertation, University of Colorado, Boulder, CO, 1995
- [3] Manoja D. Weiss, "Switched-Mode Microwave Circuits for High-Efficiency Transmitters", Ph.D. Dissertation, University of Colorado, 2001
- [4] N. A. Sokal and A. D. Sokal, "Class-E – A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, N° 3, June 1975
- [5] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier", IEEE Transactions of Circuits and Systems, Vol. CAS-24, N° 12, December 1977
- [6] P. Molina-Gaudó, "Caracterización de Transistores MOSFET para Amplificación de RF con Etapas Conmutadas Clase E", XIX Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, La Coruña, 2003
- [7] F. H. Raab, "Suboptimum Operation of Class-E Power Amplifiers", Proc. RF Technology Expo 89, Santa Clara, CA, February 1989